

VSI-IM 驅動 시스템을 위한 SHE PWM의 最適 스위칭패턴

(Optimal Switching Pattern of SHE PWM for VSI-IM Drive System)

李 侑 炯*, 鄭 東 和**, 李 允 鍾*

(Il Hyeong Lee, Dong Hwa Chung, and Yoon Jong Lee)

要 約

本 研究는 SHE(selected harmonic elimination) PWM(pulse width modulation)의 正確한 最適 스위칭패턴의 한 方式으로 CV(constant voltage)에서 HEB(harmonic elimination band)를 定하여이 HEB에 속하는 모든 解를 구한 다음, 이 解에 해당하는 GKF(generalized klirr factor)를 計算하여 GKF가 最小가 되는 最適 스위칭패턴을 決定하였다. 이와같이 計算된 最適 스위칭패턴의 解를 NR(newton-raphson)法의 初期條件으로 하여 VV(variable voltage)의 스위칭패턴을 容易하게 決定할 수 있도록 하였다.

이러한 理論的 提案의 妥當성을 立證하기 위하여 PTR(power transistor)로 構成된 인버터를 設計하여 誘導電動機를 可變速 運轉시켜 보았으며 이 때 나타나는 結果들을 比較, 分析하여 提示하였다.

Abstract

This paper is proposed one method of the exact optimal switching pattern of Selected Harmonic Elimination (SHE) Pulse Width Modulation (PWM). It defined Harmonic Elimination Band (HEB) at Constant Voltage (CV) and sought all solutions which are included HEB. Then, it calculated the Generalized Klirr Factor (GKF) belong to this solution and decided the optimal switching pattern which is minimized GKF. This optimal switching solution is used as initial condition of Newton Raphson (NR) method to decided easily switching pattern at Variable Voltage (VV).

We desined the inverter by Power Transister (PTR) and implemented variable speed drive of Induction Motor (IM) in order to verify the validity of this theoretical proposition, then shown this results by comparison and analysis.

I. 序 論

VSI (voltage source inverter)-IM (induction motor) 驅動시스템을 위한 PWM (pulse width modulation)인 버터는 可變電壓, 可變周波數의 出力을 얻을 수 있으며, 出力에 포함된 高調波成分을 除去 또는 減少시킬 수 있는 利點때문에 誘導電動機의 速度制御에 많

*正會員, 漢陽大學校 電氣工學科
(Dept. of Elec. Eng., Hanyang Univ.)

**正會員, 順天大學校 電氣工學科
(Dept. of Elec. Eng., Suncheon Nat'l Univ.)
接受日字: 1989年 8月 12日

이 應用되고 있다.¹¹⁻¹⁴⁾

PTR(power transistor) 등의 自己消弧 能力을 갖는 素子를 이러한 PWM인버터등의 回路에 應用할 경우, 自己消弧 能力을 갖지 않는 一般 싸이리스터 回路와 比較하여 轉流回路가 必要하지 않으므로 回路가 간단하고 高周波化가 가능하며, 또한 永久短絡이 없으므로 回路動作의 耐雜音特性도 改善될 수 있어 小型, 輕量, 高效率 및 高性能도 가능하다. 마이크로 프로세서등을 利用한 디지털 制御技術의 發展으로 比較的 小容量 分野에서는 PTR를 利用한 PWM 인버터가 주로 使用되고 있다.¹¹⁻¹⁴⁾

그러나, 인버터는 PTR 등의 스위칭 作用으로 高調波가 포함되어 負荷인 電動機에 高調波損失, 토오크脈動, 電磁氣的 騒音 및 振動의 問題를 야기시킨다. 이를 解決하기 위하여 Natural PWM¹⁷⁾, Regular PWM¹⁸⁾ 및 最適化 基準에 의한 SHE(selected harmonic elimination)^{19), 100)}, Optimal PWM^{111), 191)} 등이 研究되어 왔다.

이 중 SHE PWM은 인버터의 스위칭수 M을 증가 시킴에 따라 除去할 수 있는 高調波數도 많아지기 때문에 電動機의 低速範圍에서는 有效한 方式이었으나 高速範圍에서는 인버터의 限界 周波數內에서 安定運轉을 하기 위하여 스위칭數를 減少시키게 되는데 이 때 除去되는 高調波數도 매우 적게 되어 電動機에 高調波의 影響을 미치게 된다.

그리고 스위칭패턴을 決定하는 方程式을 NR(newton-raphson)法으로 解를 구하려 할 때 初期條件의 決定이 매우 어렵고 計算時間도 많이 消費된다.¹⁹⁾ 計算時間 問題를 解決하기 위하여 近似 SHE方式이 研究되어¹¹⁴⁾ 마이크로 프로세서의 On Line, Real time도 可能하지만 結果의 解가 近似解이기 때문에 誤差가 나타난다.

本 研究는 SHE PWM의 正確한 最適 스위칭패턴의 한 方式으로 CV(constant voltage)에서 HEB(harmonic elimination band)를 定하여 이 HEB에 속하는 모든 解를 구한 다음, 이 解의 GKF(generalized klirr factor)를 計算하여 GKF가 最小가 되는 最適 스위칭패턴을 容易하게 決定할 수 있도록 하였다.

이러한 理論的 提案의 妥當性을 立證하기 위하여 PTR로 構成된 인버터를 設計하여 三相 誘導電動機를 可變速 運轉시켜 보았으며, 이 때 나타나는 結果들을 比較, 分析하여 提示하였다.

II. 인버터의 出力電壓 解析

그림 1 은 마이크로 프로세서로 制御되는 三相 인

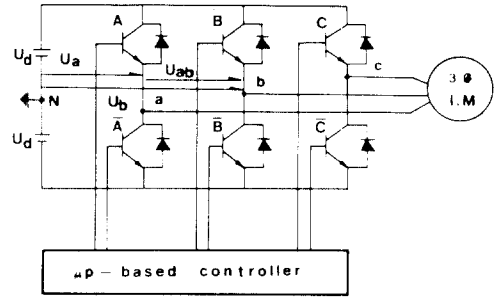


그림 1. TR를 使用한 三相 인버터 回路
Fig. 1. Three phase Inverter circuit using TR

버터의 回路圖를 나타내며 N은 DC 供給電壓 Ud의 理論的인 中央點을 表示한다. TR A, B, C는 PWM波形에서 定電壓일 때 動作하고 TR A-bar, B-bar, C-bar는 負電壓일 때 動作한다. 電壓 Ua, Ub는 인버터의 相電壓을 나타내고 電壓 Uab는 인버터의 線間電壓을 나타낸다.⁸⁾

그림 1의 스위칭動作에 의해 나타나는 인버터의 相電壓을 $\pi/2$ 에 대해 對稱인 半波對稱으로 그림 2와 같이 假定한다.

이거시, 펄스의 크기는 $\pm U_a$ 이고, 스위칭數는 $0 \sim \pi/2$ 사이에서 $i = 1, 2, \dots, M$ 일 때 다음式을 만족한다.

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \dots \alpha_{M-1} \leq \alpha_M < \pi/2 \tag{1}$$

그림 2의 相電壓을 Fourier級數로 展開하여 高調波電壓의 크기를 구하면 式(2)와 같다.

$$\begin{aligned}
 U(K) &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} U(\alpha) \sin K\alpha d\alpha \\
 &= \frac{4U_a}{K\pi} \left| 1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos K\alpha_i \right|
 \end{aligned} \tag{2}$$

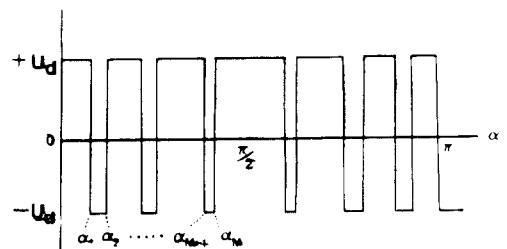


그림 2. 인버터의 PWM波형
Fig. 2. PWM waveform of inverter.

SHE PWM은 特定次數의 高調波를 選定하여 選定된 高調波를 除去하는 方式으로 CV(constant voltage)에서 M個의 高調波를 除去하고 各 位相을 만족하는 모든 條件에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$f_n(\alpha) = 1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos K_n \alpha_i = 0 \quad (3)$$

여기서 $n = 1, 2, \dots, M$ 이며 $K_n = 2i + 1$

$2i + 1 = 3, 5, 7, \dots, 2M + 1$ 이다.

式(3)의 條件에서 M個가 있는 行列을 모두 表現하면 다음과 같다.

$$f(\alpha) = 0 \quad (4)$$

여기서 $\alpha = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3 \ \dots \ \alpha_M]^T$, $0 = [0 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ 이다.

$f(\alpha)$ 는 非線型으로 되어 있지만, Jacobian 行列 $f'(\alpha)$ 가 이 경우에 決定 可能하므로 式(4)의 數值解를 얻는데 容易하게 되어 NR法을 利用할 수 있다. 第 m 회 反復스텝의 α 벡터를 $\alpha^{(m)}$ 으로 表現하면 다음과 같다.

$$f'(\alpha^{(m-1)}) \Delta \alpha^{(m)} = -f(\alpha^{(m-1)}) \quad (5)$$

여기서 $\alpha^{(0)}$ 는 初期值로써 $\alpha^{(m)}$ 은 다음과 같다.

$$\alpha^{(m)} = \alpha^{(m-1)} + \Delta \alpha^{(m)} \quad (6)$$

式(5), (6)을 利用하여 $\alpha^{(0)}$ 에서 출발하여 차츰 近似值를 구하는 方式으로는 收斂性이 問題가 된다. 一般적으로 NR法에 의해서 予測值가 解에 充分히 近似하게 되면 收斂은 아주 빠르게 되어 正確한 解를 구할 수 있지만 初期值에 따라 여러 解가 存在하게 된다. NR法에서는 收斂해서 얻을 수 있는 予測值를 얻는 一般的 解法이 없기 때문에 解를 찾는다는 매우 어렵게 되며, 특히 除去 高調波가 增加할수록 더욱 복잡하게 된다. 따라서 이러한 初期值 問題의 解決은 매우 重要하다.

VV(variable voltage)를 구하기 위해서는 CV(constant voltage)에서 구한 解를 初期值로 하여 式(2)에서 $K=1$ 일 때 $U(1)$ 電壓을 制御해야 하며 $M-1$ 個의 高調波를 除去해야 되므로 式(3)에서 $n=1, 2, \dots, M-1$ 이 된다. 이를 얻기 위하여 Hamilton 演算子를 다음과 같이 定義한다.

$$H(\alpha, \lambda) = U_1(\alpha) + \lambda^T f(\alpha) \quad (7)$$

$M-1$ 個 高調波를 除去하고 $U(1)$ 을 最大로 하는 必要充分條件은 式(3)과 (7)로 부터 구할 수 있다.

$$H_\alpha(\alpha, \lambda) = \left[\frac{\partial H}{\partial \alpha_1} \ \frac{\partial H}{\partial \alpha_2} \ \dots \ \frac{\partial H}{\partial \alpha_M} \right]^T = 0 \quad (8)$$

$M-1$ 個의 高調波를 除去하고 $U(1)$ 變化 즉 VV에 대한 스위칭패턴을 決定하기 위한 NR反復式은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_M \end{pmatrix}_{p+1} = \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_M \end{pmatrix}_p - \left[\frac{8}{\pi} \begin{pmatrix} +\sin \alpha_1 - \sin \alpha_1 \ \dots \pm \sin \alpha_M \\ +\sin 5\alpha_1 - \sin 5\alpha_1 \ \dots \pm \sin 5\alpha_M \\ \vdots \\ +\sin K\alpha_1 - \sin K\alpha_1 \ \dots \pm \sin K\alpha_M \end{pmatrix} \right]^{-1} \begin{pmatrix} U(1) \\ U(5) \\ \vdots \\ U(K) \end{pmatrix} \quad (9)$$

CV에서 初期值에 따라 여러 解가 구해졌기 때문에 VV에서도 CV 解를 初期值로 할 때 많은 解가 얻어지게 되므로 이러한 初期值 問題가 여전히 남아 있게 된다.

III. GKF의 理論體系

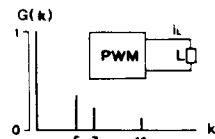
VV에서 一般化 歪率에 基因한 最適 스위칭패턴은 第 K次 高調波의 評價荷重을 $G(K)$ 라고 할 때 指定 基本波值 U 에서 制御條件으로 다음 GKF를 最適化하는 非線型 最小化 問題에 해당하며 GKF는 다음식과 같다.

$$GKF = \sqrt{\sum_{k=3}^{\infty} \left[\frac{G(K) U(K)}{G(1) U(1)} \right]^2} \quad (10)$$

이러한 制約條件에서 最小化 問題는 Lagrange 係數 λ 를 利用하여 最小化 問題로 變換할 수 있으며, 이를 간단한 形態의 Lagrange 係數로 表現하면 다음과 같다.



(a) PWM Circuit Model



(b) Weighting Function

그림 3. PWM회로 및 評價荷重 計算例
Fig. 3. PWM circuit model and example of weighting function.

$$\mathcal{L} = \sum_{k=3}^{\infty} \left[\left\{ G(K) U(K) \right\}^2 - \lambda (U(1) - U) \right] \quad (11)$$

이 때 最終解에 대한 條件은 다음과 같다.

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \alpha_1} = 2 \sum_{k=3}^{\infty} \left[G(K) \frac{\partial U(K)}{\partial \alpha_1} G(K) U(K) - \lambda \frac{\partial U(1)}{\partial \alpha_1} \right] \quad (12)$$

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \lambda} = -U(1) + U = 0$$

그림 3의 회로에 의해서 第K次 高調波의 一般化 荷重係數를 規定한다.

그림3에서 필터를 一定領域內 포함하고 있지만 필터가 없는 경우에도 동일한 경우로 고찰할 수 있다. 또한 負荷의 2端子에 대해서 全回路의 節點數에 이 端子番號를 i와 j라고 할 때 荷重係數 G(K)는 負荷의 電壓利得係數로써 PWM 電源을 基準值의 電壓源으로 하여 $U_i(K)$, $U_j(K)$ 를 各各 端子 i, j의 電位라고 하면 다음식이 된다.

$$G(K) = |U_i(K) - U_j(K)| \quad (13)$$

電流利得係數는 負荷 어드미턴스를 $Y_{ij}(K)$ 라고 하면 다음식과 같다.

$$G(K) = |Y_{ij}(K) \{U_i(K) - U_j(K)\}| \quad (14)$$

회로 N의 適用範圍가 線型 時不變素子로 構成했을 때 表皮效果와 같은 周波數 依存性素子를 포함해도 靚찮다. 回로 N은 單相形 또는 三相形의 한 相分으로 되어 있지만 특히 三相 인버터를 對象으로 할 때는 三倍數 高調波荷重을 零으로 할 수 있다. 이와같이 周波數領域을 考慮하면 荷重係數의 規定이 容易하여 一般化할 수 있다.

具體的인 荷重係數의 例로서는 그림 3 (a) 회로에서 만약 負荷가 純리액턴스로 되어 있다면 電流荷重係數는 다음 식에 의하여 $S=1$ 인 경우에 해당하게 된다.

$$G(K) = \frac{1}{K^s} \quad (15)$$

PWM出力 後段에 LC 필터를 삽입한 경우에 GKF에서 電壓荷重係數는 漸近的으로 $s=2$ 의 경우와 같다. SHE에서도 그림 3 (b)에서의 한 例로써 三相의 경우에 選定除去次數를 1, 除去되지 않는 次數를 0으로 하면 可能하다.

III - 1. 準 最適解의 概念

II節에서 說明한 바와 같이 初期條件의 予測에 따

라 CV解는 여러개가 存在하게 되고 또한 VV解도 매우 複雜하게 되어 最適 汎스패턴을 決定하는데 많은 計算時間이 消費하게 되므로 매우 어렵게 된다.

이러한 問題를 解決하기 위하여 最適解에 準한 準 最適解를 考慮한 다음, 歪率을 評價하여 最適解에 近接할 수 있다면 有用한 方法이 될 것이다. 그러나 이 概念은 學術的 規定이 重要하며 다음에 提示한 最適解의 長點 2가지를 定義하여 이에 準한다.

- (1) GKF評價值가 SHE보다 양호하며 특히 GKF值를 最小化한다.
- (2) 位相角의 微少變動에 대해 GKF值가 安定하다.

이러한 두 條件中 (1)의 條件은 「最小」보다 「SHE를 포함한 局所領域內에서 最小」로 置換한 것을 準 最適解의 條件으로 한 後, SHE解를 初期值로 活用하여 GKF值의 減少方向으로 추적하면 修正 2條件을 만족하는 容易한 準 最適解를 얻을 수 있다.

III - 2. SHE에 基因한 GKF評價의 스위칭패턴 決定

SHE 스위칭패턴을 基礎로 하여 準 最適 스위칭패

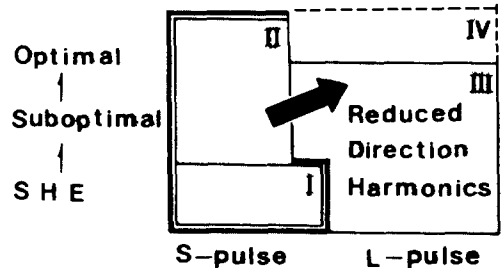


그림 4. 스위칭패턴 計算法에 따른 適用範圍擴大
Fig. 4. Augmentation of the application range with advancement of the calculated method of switching patterns.

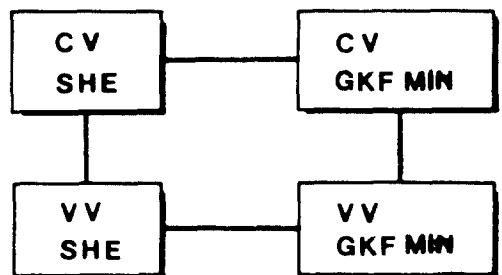


그림 5. GKF의 理論 体系圖
Fig. 5. Systematic diagram of GKF theory.

턴을 구하는 것은 그림 4 와 같다.

이 研究의 初期에는 最適 스위칭패턴은 少 펄스 SHE I에 대하여 구하였으며 最近에는 全体의 歪率에 目的을 둔 少 펄스의 最適化 II가 시도되었다. 本 研究에서는 SHE解를 高 펄스型까지 廣範圍하게 구하고 三相形에서는 準 最適解 III 또는 最適解 IV도 各 廣範圍하게 구하였다.

準 最適解에 의해서도 GKF評價法으로 高 펄스型까지 自由롭게 구할 수 있다는 것은 약간의 펄스數 變更에 의해 必要로 하는 準 最適值를 얻을 수 있다는 것을 의미하며 이는 實用性이 높다. SHE에 의해서는 選定除去次數以前에 나타나는 高 振幅高調波가 나타나는 것이 短點이지만 GKF評價法은 이것을 補完하려는 것을 중요한 目的으로 하고 있다. 以上을 종합하면 GKF評價 最適 스위칭패턴의 決定体系는 그림 5 와 같다.

CV SHE는 自由度 M個數만의 高調波를 除去하여 스위칭패턴을 高多 펄스型까지 算出하여 이것을 初期 出發點으로 해서 VV SHE를 구한다. CV SHE를 基礎로 하여 CV GKF最小型을 구하는 方法을 얻고 여기서 구한 解를 初期值로 하여 VV GKF最小型을 구한다.

IV. GKF를 最小化한 最適 스위칭패턴

CV에서 NR法으로 解를 구하려고 할때 初期條件에 따라서 많은 解가 얻어지게 되며 이를 基準로 하여 GKF를 구하면 그림 6 과 같으며 (M=3), GKF가 最小가 되는 解를 지정하여 이를 初期值로 하고 VV解를 구한다. 이와같이 구한 最適解에 대한 GKF 曲線은 M=3의 한 例로써 그림 7 에 나타내었다.

그림 7 에서 M의 變化에 따라 GKF 最小值는 U(1) = 1.0~1.2範圍에 存在하게 되며 이 範圍에 속한 U(1)값을 初期條件으로 하여 이 領域範圍에 속하는 解를 구하는 方法이 準 最適解이다.

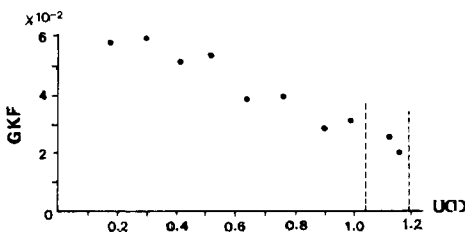


그림 6. CV의 解 (M=3)
Fig. 6. Solution of CV (M=3)

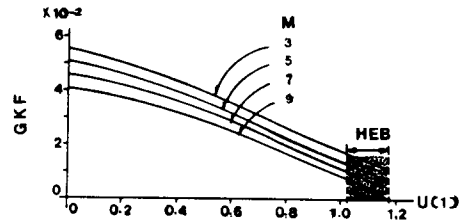


그림 7. U(1) 變化에 대한 GKF 값
Fig. 7. GKF values of U(1) variation.

GKF가 最小가 될 수 있는 領域을 HEB (harmonic elimination band)라 定하고 이 領域에서 解를 구한 다음, 여기서 구한 여러 解중 GKF가 最小가 되는 解를 구하여 이를 初期條件으로 하여 VV GKF 最小型的 最適解를 구할 수 있다.

그림 8 은 三相에서 두개의 CV解 (M=2)는 두개의 VV解 初期值가 됨을 알 수 있다.

그림 8 에서 모든 CV解 (M=m-1)는 모든 VV解 (M=m)의 初期值가 됨을 一般化할 수 있다.

單相일 경우에는 低次奇數 高調波를 除去시킨다면 解는 매우 간단하며 단지 유일한 CV 또는 VV解가 모든 M경우에 存在하게 된다. 그러나, 三相의 경우

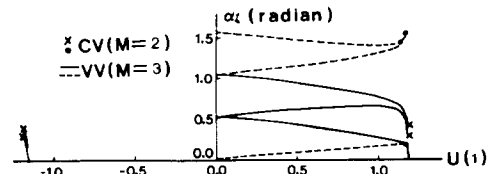


그림 8. CV와 VV解사이의 關係
Fig. 8. Relation between CV and VV solutions.

에서는 三倍數가 아닌 低次 奇數高調波 (5, 7, 11次...)를 除去해야 되기 때문에 解는 매우 複雜하며 모든 M경우에 대해 多重解가 存在한다.

表 1에서는 M=2~9까지의 모든 CV解를 나타냈으며 M의 增加에 따라 解의 數도 增加하고 있음을 알 수 있다.

CV와 VV解의 數를 M에 따라서 구해보면 表 2와 같다.

表 2에서 나타난 CV解와 VV解의 數를 Nc와 Nv라 한다면 Gaussian記號 [·] 및 modulo 函數모드 (,)를 使用하여 다음 式으로 一般化할 수 있다.

표 1. M = 2 ~ 9의 CV解

Table 1. List of CV solution for M = 2 ~ 9

M	Amplitude	Alpa i								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9
2	-1. 18837	0. 28357	0. 38517							
	1. 16689	0. 17798	1. 54483							
3	1. 17792	0. 15256	0. 42582	0. 48454						
	-1. 17335	0. 16469	0. 25779	1. 55108						
4	-1. 17040	0. 18406	0. 28087	0. 53939	0. 57364					
	1. 16901	0. 17169	0. 26312	1. 48446	1. 50574					
5	1. 16678	0. 11864	0. 30198	0. 36709	0. 60511	0. 62829				
	-1. 03299	0. 14826	0. 26997	0. 84229	0. 88545	1. 53450				
	1. 16627	0. 11358	0. 27569	0. 32686	1. 45462	1. 47511				
	-1. 02166	0. 18833	0. 26447	1. 20624	1. 25265	1. 53281				
6	-1. 16376	0. 13621	0. 22119	0. 40298	0. 44741	0. 66540	0. 68075			
	1. 15964	0. 10572	0. 25740	0. 32078	0. 74591	0. 75457	0. 68075			
	-1. 16365	0. 13392	0. 21731	0. 42773	0. 45980	1. 41079	1. 55574			
	1. 15959	0. 10614	0. 26122	0. 31558	1. 33921	1. 34786	1. 42567			
7	1. 16210	0. 09686	0. 23413	0. 29627	0. 46936	0. 50212	0. 70344	0. 71477		
	-1. 16126	0. 10045	0. 17154	0. 30182	0. 34904	0. 72518	0. 73449	1. 55776		
	1. 16203	0. 09522	0. 22630	0. 28051	0. 47583	0. 50687	1. 37755	1. 38885		
	-1. 16125	0. 10081	0. 17212	0. 30934	0. 34694	1. 35982	1. 36912	1. 55774		
8	-1. 16060	0. 10810	0. 18250	0. 32128	0. 36752	0. 53230	0. 55614	0. 74087	0. 74900	
	-1. 16027	0. 10414	0. 17634	0. 30473	0. 34781	0. 75194	0. 75908	1. 50783	1. 52342	
	-1. 16058	0. 10740	0. 18116	0. 33209	0. 37129	0. 53351	0. 55713	1. 34494	1. 35302	
	-1. 16025	0. 10358	0. 17530	0. 31318	0. 34973	1. 33489	1. 34200	1. 50726	1. 52287	
9	1. 15970	0. 08179	0. 19123	0. 24865	0. 38325	0. 41921	0. 57507	0. 59367	0. 76573	0. 77207
	-1. 03835	0. 09078	0. 17644	0. 29504	0. 35797	0. 71170	0. 74203	0. 92722	0. 95011	1. 54876
	1. 15955	0. 07968	0. 18460	0. 23981	0. 35293	0. 37865	0. 77062	0. 77661	1. 49005	1. 50656
	-1. 02687	0. 09060	0. 17823	0. 31992	0. 35101	0. 92673	0. 95164	1. 35058	1. 38285	1. 54772
	1. 15968	0. 08111	0. 18820	0. 24090	0. 38619	0. 42125	0. 57611	0. 59456	1. 32187	1. 32818
	-1. 03455	0. 11247	0. 17415	0. 29402	0. 35780	0. 71162	0. 74259	1. 14378	1. 16734	1. 54843
1. 15954	0. 07906	0. 18184	0. 23306	0. 35678	0. 38100	1. 31758	1. 32356	1. 48979	1. 50629	
-1. 02283	0. 11464	0. 17641	0. 31931	0. 35049	1. 14224	1. 16787	1. 35000	1. 38296	1. 54738	

표 2. 3相에서 SHE解의 數

Table 2. Number of SHE Solutions in Three-phase

M	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
CV	2	2	2	4	4	4	8	8	8	8	16	16	16	
VV	3	3	3	4	6	6	6	8	12	12	12	16	24	24

$$N_c = 2^{\lfloor \frac{M+1}{4} \rfloor} \quad (16)$$

$$N_v = \begin{cases} 2^{\lfloor \frac{M+1}{4} \rfloor} & (\text{mod}(M, 4) = 1) \\ \frac{3}{2} 2^{\lfloor \frac{M+1}{4} \rfloor} & (\text{mod}(M, 4) \neq 1) \end{cases} \quad (17)$$

GKF를 最小化한 SHE의 最適 스위칭 패턴을 決定하기 위해 HEB領域에서 구한 여러 解중에서 GKF가 最小가 되는 CV解를 구한 다음, 이를 初期値로 하여 VV의 最適解를 구한다. 이는 GKF에 따른 比較에 의해서 구하게 된다.

예를 들면 M=9에 대해서 8個의 CV解가 있다. 그림 9는 8個에 대한 解의 高調波分이며 이를 比較해 보면 (a)가 (b)보다 高調波分이 적게 나타남을 알 수 있다. 이와같은 현상은 HEB内에서 高調波分이 多重解에 의해 여러개 나타남을 의미하며 이에 대한 GKF를 구해보면 그림 10과 같다.

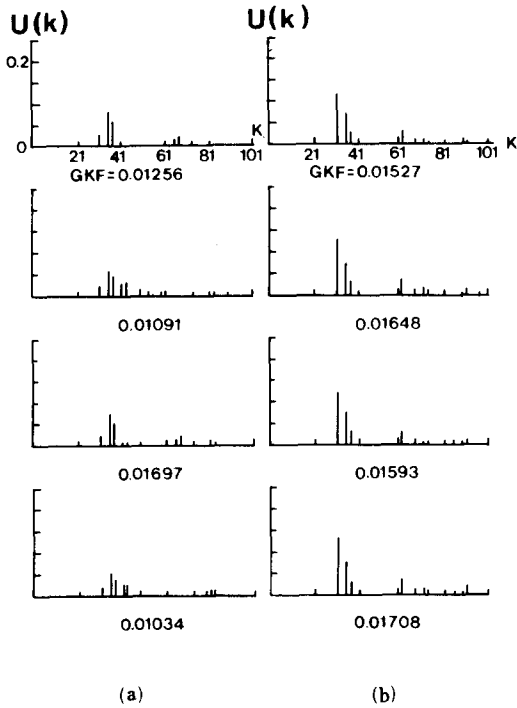


그림 9. 3相에서 8個의 CV解에 대한 高調波分 (M=9)
 Fig. 9. Harmonic distribution of 8 CV solutions in three phase. (M=9)

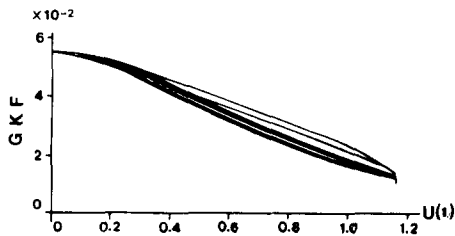


그림 10. 3相에서 8個 VV解의 GKF 값 (M=9)
 Fig. 10. GKF values of eight VV solutions in three phase (M=9)

그림 10에서 GKF 값은 基本波 電壓 $U(1)$ 의 增加에 따라 減少하고 $U(1) = 1.0 \sim 1.2$ 範圍에서 GKF가 最小가 되는 현상을 발견할 수 있다. 이 이후에는 급격히 增加한다.

그림 11은 自由度 M의 增加에 대한 $U(1) = 1.0$ 에서 GKF變化를 나타낸 것으로 GKF는 M의 增加에 따라 減少하게 되며 HEB範圍에서 最大 GKF와 最

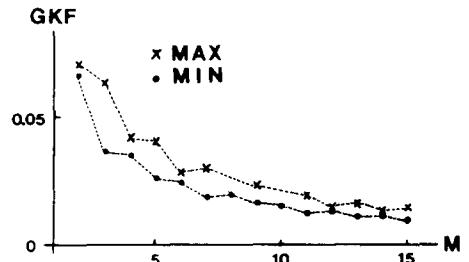


그림 11. M의 增加에 따른 GKF의 變化
 Fig. 11. GKF variation with an increase of M.

小 GKF 사이에 誤差가 나타나는 현상은 M의 奇數 또는 偶數의 경우에 따라 다르며 奇數에서 誤差가 큰 경우 30~40%가 된다.

V. 3相 誘導電動機의 適用

本 研究의 妥當性을 究明하기 위하여 3相, 1(HP),

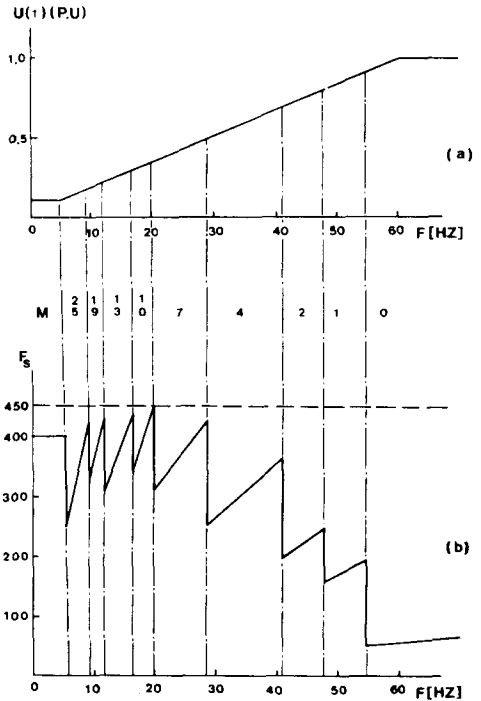
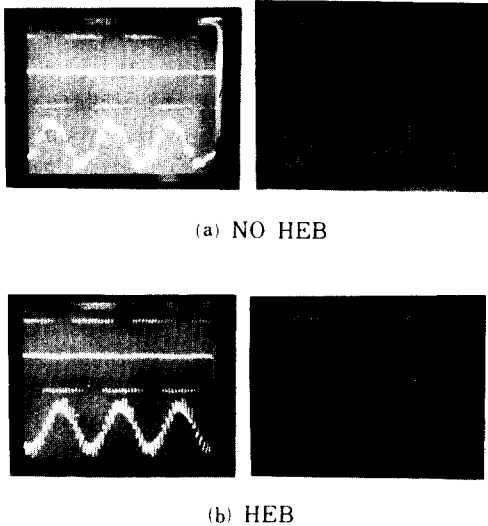


그림 12. (a) 一定 磁束에 대한 V/F特性
 (b) 인버터의 스위칭 周波數
 Fig. 12. (a) V/F characteristics for constant flux operation.
 (b) Inverter switching frequency.



(a) NO HEB

(b) HEB

그림 13. 인버터의 出力 線間電壓, 電流 및 電流 高調波 스펙트럼

Fig. 13. Line to line voltage, current of Inverter and current harmonic spectrum (M=7, F=20Hz).

定格 220(V), 3.5 (A), 起動電流 13(A), 1800(rpm), 60 (Hz)인 誘導電動機를 使用하였다.

그림 12는 一定磁束에 대한 VVVF(variable voltage variable frequency)特性을 나타내며 인버터의 스위칭周波數의 限界內에서 運轉하기 위하여 低速에서는 많은 스위칭數로 運轉하다가 高速이 될수록 차츰 스위칭數를 減少시켜 運轉하게 된다.

그림 12의 運轉中 20 (Hz), M=7일 경우, 즉 U(1) = 0.42, M=7일 경우 인버터出力의 線間電壓 및 電流波形, 電流 高調波스펙트럼을 그림 13에 나타내었다.

그림 13에서 (a)는 HEB領域內에 있지 않는 初期值로써의 結果解에 의해 測定한 波形으로 電流波形은 많은 歪形을 포함하고 있으며 電流 高調波스펙트럼도 除去시킨 高調波가 나타나고 있는 등 많은 高調波가 포함되어 있음을 알 수 있다.

그러나 그림 (b)에서는 HEB領域內의 CV初期值에서 VV解의 最適値를 구한 本 理論의 結果로써 電流의 波形은 歪形이 많지 않으며 電流 高調波스펙트럼에서도 除去시킨 高調波는 正確하게 除去되고 除去시키지 않는 高次 高調波만 남게 된다. 이 高次 高調波는 M數를 增加시킨다면 除去될 수 있으며 SHE

에서 GKF를 最小化시킨 最適 스위칭패턴은 매우 양호한 特性을 나타냄을 알 수 있었다.

VI. 結 論

本 研究는 電動機의 高速 運轉範圍에서 인버터 限界 스위칭調波數內에 安全運轉을 하기 위하여 스위칭數를 減少하게 되는데 이 때 SHE PWM에서 除去되는 高調波數도 매우 적게되어 電動機에 高調波 影響을 미치게 된다. 따라서 이에 따른 스위칭 패턴을 決定하는데 있어 NR法에 의한 初期條件의 決定이 매우 어렵고 解를 구하는데 計算時間이 많이 消費된다. 이러한 問題點을 解決하기 위하여 SHE PWM의 正確한 最適 스위칭패턴의 한 方式으로 CV(constant voltage)에서 HEB(harmonic elimination band)를 定하여 이 HEB에 속하는 모든 解를 구한 다음, 이 解의 GKF를 計算하여 GKF가 最小가 되는 最適 스위칭패턴을 決定하고, 이 CV最適解를 利用하여 VV의 最適 스위칭패턴을 決定하였다.

本 理論에 의해서 SHE PWM의 最適解를 效率의 으로 구할 수 있었고 解를 구할 때 消費되는 計算時間도 단축할 수 있는 효과도 얻을 수 있었으며, 또한 高 周波數의 PTR에 應用可能하며 VSI-IM 시스템의 實驗을 통하여 양호한 結果를 얻을 수 있었다.

參 考 文 獻

- [1] J. Zubek, A. Abbondanti & C.J. Norby, "Pulse width modulated inverter motor drives with improved modulation," IEEE Trans. Ind. Appl., IA-11, nov. 1 Dec., pp. 695-703, 1975.
- [2] G.B. Kliman & A.B. Plunkett, "Development of a modulation strategy for a PWM Inverter drive," IEEE Trans., Ind. Appl., IA-15, Jan./Fed., pp. 72-77, 1979.
- [3] D.H. Chung, et al "Research & Development of voltage source inverter for AC motor drives," Hyundai Electrical Review, vol. 4, no. 1, Jan, pp. 67-98, 1989.
- [4] M.D. Murphy, et al, "A comparison of PWM strategies for inverter-fed induction motors," IEEE Trans., vol. IA-17, no. 3, May/June, pp. 363-369, 1983.
- [5] 水谷, "バイポーラ トランジスタ의 大容量 인버터에의 應用," 昭58 電氣學會全大, S.6-3.
- [6] D.H. Chung, "Technology trend in variable speed drive for industry," Hyundai electrical review, vol. 4, no. 1, Jan, 1989.

- [7] A.A. Schonung and H. Stemmler, "Static frequency Changers with "Subharmonic control in conjunction with reversible variable-speed AC drive," Brown Boveri Rev. 1964.
- [8] Bowes, S.R., etal, "New sinusoidal pulse width modulated inverter," Proc. IEE vol. 122, no. 11, November, pp. 1279-1285, pp. 1975.
- [9] Patel H.S. and Hoft R.F., "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter: part I Harmonic elimination," IEEE Trans., IA-9, pp. 310-317, 1973.
- [10] Patel H.S. and Hoft R.F., "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter: Part II-Voltage control techniques," IEEE Trans., IA-10, pp. 666-673, 1974.
- [11] G.S. Buja, etal, "Optimal pulse width modulation for feeding AC motors," IEEE Trans., vol. IA-13, pp. 38-44, 1977.
- [12] Y.J. Lee and D.H. Chung, "The study on optimal PWM for 3 phase induction motor drive," KIEE Trans., vol. 34, no. 9, pp. 28-35, 1985.
- [13] Y.J. Lee and D.H. Chung, "Optimal PWM strategy for minimization of torque ripples of a variable speed 3 phase induction motor," KIEE Trans., vol. 35, no. 6, pp. 9-17, 1986.
- [14] Y.J. Lee and D.H. Chung, "The study on decreasing acoustic noise and oscillation of variable speed induction motor by optimal PWM strategy," KIEE Trans., vol. 36, no. 2 pp. 27-34, 1987.
- [15] Y.J. Lee and D.H. Chung, "New switching strategy of PWM inverter controlled by microprocessor," KIEE Trans., vol. 36, no. 9, pp. 15-27, 1987.
- [16] Y.J. Lee and D.H. Chung, "Optimal PAWM strategy for variable speed drive of three phase induction motor," KIEE Trans., vol. 36, no. 9, pp. 8-14, 1987.
- [17] Y.J. Lee and D.H. Chung, "Optimal switching pattern of voltage source inverter," KICS Journal, vol. 12, no. 4, AUG, pp. 386-398, 1987.
- [18] D.H. Chung, etal, "MM PWM scheme for high performance and harmonic effects minimization of VSI-IM Drive system," KITE Journal, vol. 25, no. 1, pp. 42-48, 1988.
- [19] D.H. Chung "Optimal switching strategy of inverter for minimizing the harmonic effects of three phase induction motor," PhD Thesis, H.Y. Univ. 1987. 6.

著 者 紹 介



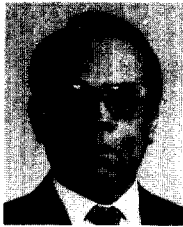
李 兪 炯(正會員)

1957年 11月 8日生. 1980年 2月 한양대학교 전기공학과 졸업 공학사 학위 취득. 1983年 2月 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업 공학석사 학위 취득. 1982年 12月~1984年 4月 한국전자통신연구소 근무. 1984年 3月~현재 한양대학교 대학원 전기공학과 박사 과정 재학중. 1987年 8月~현재 산업연구원 재직중. 주관심분야는 전력전자 및 전기기기 제어, 회로 및 시스템의 해석 및 제어 등임.



鄭 東 和(正會員)

1955年 8月 15日生. 1979年 2月 영남대학교 전기공학과 졸업. 공학사 학위 취득. 1981年 2月 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업 공학석사 학위 취득. 1987年 8月 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업 공학박사 학위 취득. 1988年 3月~1989年 3月 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989年 4月~현재 순천대학 전기공학과 전임강사. 주관심분야는 전력전자 및 전기기기 제어, 회로 및 시스템의 해석 및 제어 등임.



李 允 鍾(正會員)

1924年 9月 14日生. 1948年 2月 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 현재 한양대학교 공과대학 전기공학과 교수(공학박사). 주관심분야는 전기기기 해석 및 제어, 시스템 해석 및 제어 등임.